

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2003 年 4 月 17 日 (17.04.2003)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 03/032508 A1

(51) 国際特許分類⁷: H04B 1/40, 1/26, 1/04, H03L 7/18

内 Kanagawa (JP). 嶋橋 伸介 (SHIMAHASHI, Shinsuke)
[JP/JP]; 〒211-8588 神奈川県 川崎市中原区 上小田中
4丁目1番1号 富士通株式会社内 Kanagawa (JP).

(21) 国際出願番号: PCT/JP01/08729

(22) 国際出願日: 2001 年 10 月 3 日 (03.10.2001)

(74) 代理人: 林 恒徳, 外 (HAYASHI, Tsunenori et al.); 〒
222-0033 神奈川県 横浜市港北区 新横浜 3-9-5 第三東
昇ビル 林・土井国際特許事務所 Kanagawa (JP).

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(81) 指定国 (国内): CN, JP, US.

(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 富士通
株式会社 (FUJITSU LIMITED) [JP/JP]; 〒211-8588 神
奈川県 川崎市中原区 上小田中4丁目1番1号 Kanagawa
(JP).

(84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, CH, CY, DE,
DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).

添付公開書類:
— 国際調査報告書

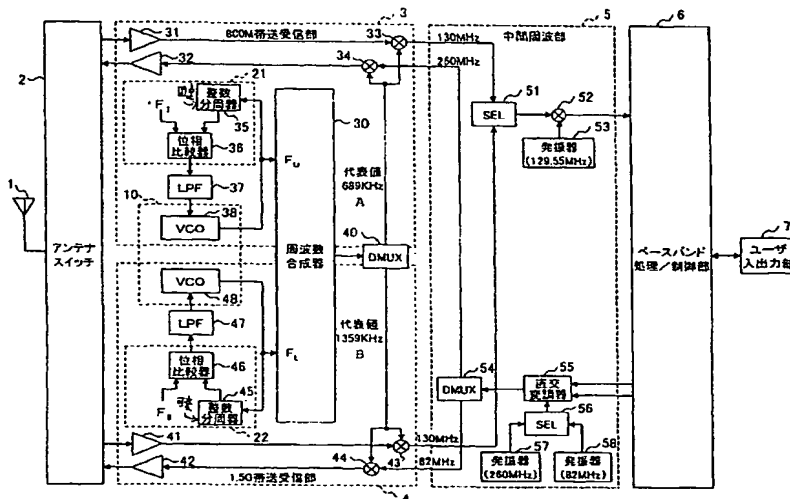
(72) 発明者; および

(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 二村 和広 (FU-
TAMURA, Kazuhiro) [JP/JP]; 〒211-8588 神奈川県 川
崎市中原区 上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社

2 文字コード及び他の略語については、定期発行される
各 PCT ガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語
のガイダンスノート」を参照。

(54) Title: WIRELESS APPARATUS CAPABLE OF COMMUNICATING IN TWO FREQUENCY BANDS, AND LOCAL OSCILLATION SIGNAL GENERATING METHOD IN THE WIRELESS APPARATUS

(54) 発明の名称: 2つの周波数帯域で通信可能な無線装置および該無線装置における局部発振信号生成方法



2...ANTENNA SWITCH
3...800 M BAND TRANSCIVER UNIT
35...INTEGRAL FREQUENCY DIVIDER
36...PHASE COMPARATOR
46...PHASE COMPARATOR
45...INTEGRAL FREQUENCY DIVIDER
4...1.5 G BAND TRANSCIVER UNIT
30...FREQUENCY SYNTHESIZER
A...REPRESENTATIVE VALUE

B...REPRESENTATIVE VALUE
5...INTERMEDIATE FREQUENCY UNIT
53...OSCILLATOR
55...ORTHOGONAL MODULATOR
57...OSCILLATOR
58...OSCILLATOR
6...BASE BAND PROCESSING/CONTROLLING UNIT
7...USER INPUT/OUTPUT UNIT

(57) Abstract: A wireless apparatus for realizing wireless communications by performing frequency conversions matching signals of different frequency bands. A local oscillation signal generating device contained in the wireless apparatus comprises a first signal generating unit, a second signal generating unit, and a frequency synthesizing unit for generating a local oscillation signal. The first signal generating unit generates a first signal having a first frequency. The second signal generating unit is constructed of a PLL frequency synthesizer circuit to generate a second signal having a second frequency lower than the first frequency. The frequency synthesizing unit synthesizes the first signal and the second signal to generate either a local oscillation signal having a frequency obtained by adding the second frequency to the first frequency or a local oscillation signal

[続葉有]

WO 03/032508 A1



having a frequency obtained by subtracting the second frequency from the first frequency.

(57) 要約:

本発明は、異なる周波数帯域の信号に対応した周波数変換を行い、無線通信を実現する無線装置を提供する。この無線装置に含まれる局部発振信号生成装置は、第1信号生成部と、第2信号生成部と、局部発振信号を生成する周波数合成部とを備えている。第1信号生成部は、第1周波数を有する第1信号を生成する。第2信号生成部は、PLL周波数シンセサイザ回路にて構成されており、第1周波数より低い第2周波数を有する第2信号を生成する。周波数合成部は、第1信号と第2信号を合成し、第1周波数に第2周波数を加算した周波数を有する局部発振信号、または、第1周波数から第2周波数を減算した周波数を有する局部発振信号を生成する。

明細書

2つの周波数帯域で通信可能な無線装置および該無線装置における局部発振信号生成方法

5

技術分野

本発明は、無線装置に関し、特に、2つの通信帯域間で周波数を実時間で切り換えて通信を行えるように、2種類の周波数を有する局部発振信号を生成する局部発振信号生成装置を有する無線装置に関する。また、本発明は、このような無線装置における2種類の周波数を有する局部発振信号生成方法に関する。

10

背景技術

近年、移動体通信が広く普及し、携帯電話、自動車電話、携帯情報端末（PDA : Personal Data Assistant）等の移動体通信端末のユーザが増大している。

15

国内(日本)における移動体通信には、いわゆる800M帯と言われるUHF800MHz帯域、いわゆる1.5G帯と言われる準マイクロ波1.5GHz帯域、およびPHS (Personal Handy-phone System) の1.9GHz帯域が提供されている。この中で、特に携帯電話用に提供されている800M帯は、ユーザが増大していること、データ通信にも利用されていること等の理由により、回線容量の不足が懸念されている。

20

そこで、この回線容量の不足を解消するために、通話中であっても、回線容量に余裕のある他の帯域に実時間で移行して、通話を継続できる移動体通信端末に対する要求がある。たとえば800M帯および1.5G帯の両周波数帯に対応し、800M帯で通信中に、この帯域が不足してくると1.5G帯に自動的に移行（ホッピング）し、あるいは、その逆へ自動的に移行できる移動体通信端末、すなわちデュアルバンド移動体通信端末に対する要求がある。

25

つまり、デュアルバンド移動体通信端末は、実時間で一方の帯域から他方の帯域の空きスロットを発見し、その空きスロットへの移行を基地局に促し、その空きスロットへの移行を実行するモバイル・アシステッド・ハンドオーバ（MAHO : Mobile Assisted Hand-Over）を行う。また、デュアルバンド移動体通信端末

は、呼またはパケットの待受け中や通話中であっても、基地局からの指示により一方の帯域から他方の帯域に実時間でスロットを移行する。

このようなデュアルバンド移動体通信端末に対する要求は、国外における移動体通信端末についても存在する。たとえば、国外ではGPRS (GSM Packet Radio Service) によるデータ通信が開始されており、周波数の不足が懸念されているからである。

また、IMT 2000では、広帯域CDMAのサービスが2GHz 帯域で予定されており、このサービスでは、サービス提供エリアの拡充が十分になるまでに既存のUHF 帯域でのサービスとの融和が必要であり、このためにもデュアルバンド移動体通信端末は必要とされる。

このようなデュアルバンド移動体通信端末を実現するためには、1つの移動体通信端末に、2つの帯域をそれぞれ処理する2つの送受信機を設ける必要がある。図6は、800M 帯および1.5G 帯に対応するデュアルバンド移動体通信端末を従来の技術により構成した場合の構成を示すブロック図である。

図6に示すデュアルバンド移動体通信端末は、800M 帯および1.5G 帯の2つの帯域を処理するために、800M 帯の信号を処理する送受信部103および1.5G 帯の信号を処理する送受信部104を備えている。

アンテナ101が受信した無線周波数の信号(RF受信信号)が800M 帯である場合には、このRF受信信号は、アンテナスイッチ102を介して送受信部103の増幅器301に与えられ、増幅される。増幅後、RF受信信号は、乗算器(ミクサ)303により、電圧制御発振器(VCO)308からの局部発振信号と乗算され、中間周波数(130MHz)の信号(IF受信信号)に変換された後、中間周波部105に与えられる。

一方、RF受信信号が1.5G 帯である場合には、このRF受信信号は、アンテナスイッチ102を介して送受信部104の増幅器401に与えられ、増幅される。増幅後、RF受信信号は、乗算器(ミクサ)403により、VCO408からの局部発振信号と乗算され、中間周波数(130MHz)のIF受信信号に変換された後、中間周波部105に与えられる。

中間周波部105では、送受信部103または104からのIF受信信号の一

方が選択され、選択された I F 受信信号がさらに周波数変換された後、ベースバンド処理／制御部 106 に与えられる。

一方、ベースバンド処理／制御部 106 から中間周波部 105 に与えられた送信信号は、該送信信号が 800M 帯のチャンネルで送信される場合には 260MHz の信号
5 (I F 送信信号) に、1.5G 帯のチャンネルで送信される場合には 82MHz の I F 送信信号に、それぞれ変換され、送受信部 103 の乗算器 (ミクサ) 304 または送受信部 104 の乗算器 (ミクサ) 404 に与えられる。

乗算器 304 では、 I F 送信信号が VCO 308 からの局部発振信号と乗算され、800M 帯の R F 送信信号に周波数変換される。乗算器 404 では、 I F 送信信号が VCO 308 からの局部発振信号を乗算され、1.5G 帯の R F 送信信号に周波数変換される。これらの R F 送信信号は、増幅器 302 または 402 によりそれぞれ増幅された後、アンテナスイッチ 102 を介してアンテナ 101 から送信される。
10

なお、アンテナスイッチ 102 の切り換えの制御は、ベースバンド処理／制御部 106 により行われる。
15

しかし、このような構成のデュアルバンド移動体通信端末では、2つの帯域間でのチャンネルの切り換えを迅速に行うことができない。すなわち、デュアルバンド移動体通信端末では、実時間でのチャンネルの切り換えが必要となり、具体的には、その切り換えに許容される時間は約 1000 の 1 秒 (1 ms) 以内であることが必要となる。しかし、図 6 に示す構成では、800M 帯から 1.5G 帯に切り換える時間は 4 ms 程度になる。その理由を以下に示す。
20

R F 受信信号および R F 送信信号は、800M 帯および 1.5G 帯とも、所定の範囲 (後述する図 1 に示すように、800M 帯の R F 受信信号では 810~885MHz の範囲) において、通信時に割り当てられるチャンネルに応じて変化する可変周波数である。

この可変の周波数を有する R F 受信信号を一定の 130MHz の I F 受信信号に変換し、あるいは、一定の 260MHz または 82MHz の I F 送信信号を可変の R F 送信信号に周波数変換するために、VCO 308 または 408 の局部発振信号の周波数も、R F 受信信号または R F 送信信号の周波数に対応して変化するように制御される。
25

今、これらの周波数を可変範囲で示すのは煩雑となるので、代表値を以下のよう
に定め、この代表値に基づいて、切り換え時間が4msとなることを示す。

800M帯のRF送信周波数の代表値を949MHz（送信周波数（上り周波数）の中心
値）、受信周波数の代表値を819MHz（受信周波数（下り周波数）の中心値）、局
部発振周波数の代表値を689MHz（送信周波数949MHzおよび受信周波数819MHzにお
ける局発振周波数）とする。また、1.5G帯の送信周波数の代表値を1441MHz（上
り周波数の中心値）、受信周波数の代表値を1489MHz（下り周波数の中心値）、局
部発振周波数の代表値1359MHz（送信周波数1441MHzおよび受信周波数1489MHz
における局発振周波数）とする。

800M帯の局発振信号は、信号が整数分周器305から位相比較器306、低
域フィルタ（LPF）307、およびVCO308を介して整数分周器305に
ループするフェーズロックループ（PLL）により生成される。同様に、1.5G
帯の局発振信号は、信号が整数分周器405から、位相比較器406、LPF
407、およびVCO408を介して整数分周器405にループするPLLによ
り生成される。

位相比較器306および406に入力される比較周波数は、800M帯および1.5G
帯のチャンネル間隔である25KHz間隔の局発振周波数を合成するために、25KHz
以下に設定される。ここでは、比較周波数を図6に示すように25KHzとする。

この場合に、1.5G帯の局発振周波数1359MHzにおける整数分周器405の分
周数Nは、 $N = 1359\text{MHz} \div 25\text{KHz} = 54,360$ となる。

PLLのループ利得Kは分周数Nに反比例する。したがって、1.5G帯では、P
LLのループ利得は小さな値になる。これが、チャンネル切り換え時間が約4msと
なる理由である。

具体的には、移動体通信端末のLPF307および407には、一般に、図7
に示すように、固定抵抗R1およびR2ならびに固定コンデンサCからなるラグ
リードフィルタと呼ばれる二次遅れのフィルタが用いられる。これは、このフィ
ルタの回路構成が簡単なため、LPFを小型で実現でき、かつ、自然角周波数 ω_n
およびダンピング係数 ζ が個々に設定できるためである。

図7に示すLPFによると、図7に示す計算結果のように、自然角周波数 ω_n

$=2.266\text{K} [\text{rad/s}]$ (360.8Hz) となり, PLLは自然振動周期 $T = 1 \div F_n = 1 \div 360.8 = 2.772\text{ms}$ で振動しながら, 収束する。ここで, F_n は, 自然周波数であり, $F_n = \omega_n / 2\pi$ で表される。

5 その過渡応答は, ダンピング定数 $\zeta = 0.6$ ($0.5 \sim 0.7$ が妥当とされている) とすると, 図8に示すように, 振動によるバウンド (跳ね返り) が約3回で収束に向かう。ここで, 収束とみなす範囲は, 位相誤差が $\pm \pi / 10$ の範囲内 (局部発振周波数の誤差がたとえば近似的に $\pm 1\text{kHz}$ の範囲内) に収まったときである。位相誤差 (または周波数の誤差) が収束とみなす範囲内に収まるまでの時間が収束時間とされる。

10 したがって, 800M帯から 1.5G帯に切り換えられた場合に, 応答してから収束するまでの時間は, 振動周期 $T = 2.772\text{ms}$ の約 1.5 倍, すなわち約 4ms となる。すなわち, 局部発振周波数は, 800M帯から 1.5G帯への切り換えが生じてから, 受信チャンネルまたは送信チャンネルに応じた周波数になるまで, 約 4ms を要することとなる。なお, 1.5G帯から 800M帯への移行時間は, 同様に計算して約 2ms となる。

15 一方, 高速な切り換えを実現するために, 図9に示すように, 分数分周器を使用して, 局部発振信号を合成することもできる。図9は, 図6の整数分周器 305および405が分数分周器 315および415にそれぞれ置換されるとともに, 比較周波数が 400KHz および 600KHz に置換された点を除き, 図6と同じ構成を有する。

20 分数分周器 315および415は, 整数分周器が整数値の分周数しかとることができないのに対し, 分数の分周数 (たとえば分周数 $= 54383 \div 24 = 2265 + 23/24 = 2265.9583$ (循環小数)) を取ることができる。

25 分数分周器の利点は, 分周数の設定間隔を整数値以下 (たとえば 0.1 間隔等) に設定でき, その結果, 比較周波数 25KHz よりも高く設定できることである。これにより, PLLのループ利得 K が大きくなり, その結果, 収束時間を短くすることができる。例えば, 局部発振周波数を 1359.575MHz, 分周数を $54383 \div 24 = 2265 + 23/24 = 2265.95833 \dots$ (循環小数) とすると, 比較周波数は $1359.575\text{MHz} \div \{2265 + (23/24)\} = 600\text{KHz}$ となる。

これは、図 6 の比較周波数の 24 倍 ($=600\text{KHz}/25\text{KHz}$) にあたり、PLL のループ利得 K をこの倍数だけ高くとることができる。したがって、周波数の収束時間は、図 6 の約 24 分の 1 となり、周波数収束時間 $= 4\text{ms} \cdot (1/24) \cong 1.667\mu\text{s}$ を得ることができる。したがって、デュアルバンド移動体通信端末の要求を満足することができる。

5 5 しかしながら、分数分周器を使用すると、分周数の端数の調整のため、分周された信号の波形には不規則なジッタが発生する。これは、ノイズが重畳していることと等価であり、合成された局部発振周波数にもノイズが重畳することになる。このため、図 10 に示すように、局部発振信号のスペクトラム純度が劣化するという問題がある。

10 10 また、局部発振周波数の信号のスペクトラム純度が劣化すると、移動体通信端末が、その送信特性において隣接チャネル漏洩電力の規格に、また受信特性において隣接チャネルおよび次隣接選択度、ならびに相互変調応答抑圧度に代表される耐妨害波特性の規格に、それぞれ適合することが困難となる問題がある。

15 15 さらに、端末の小型軽量化のためには、分数分周器および位相比較器は、1 つのモノリシックな集積回路により構成することが好ましいが、分数分周器を集積回路化すると、コストが高くなるという問題がある。すなわち、1 GHz を越える周波数で、任意の分数分周数を設定できる分周器を実現する回路の集積化は、回路規模が大きいため困難である。また、前述の分周分数の端数処理に関する問題
20 20 を克服する付加回路の技術も提案されているが、この付加回路がさらに回路規模を増大させる。モノリシックな PLL の LSI を製造しても、価格が高くなり、移動通信端末の低コスト化の技術的動向に逆行する。

発明の開示

25 25 本発明は、このような背景に鑑みなされたものであり、その目的は、2 つの通信帯域間の切り換えを高速に行える局部発振信号生成装置を有する無線装置、および、該無線装置における 2 種類の局部発振信号の生成方法を提供することにある。

また、周波数のスペクトル純度が劣化しない局部発振信号生成装置を有する無

線装置および該無線装置における局部発振信号生成方法を提供することにある。

さらに、本発明の他の目的は、小型軽量化のため集積回路化が容易な局部発振信号生成装置を有する無線装置を提供することにある。

5 本発明の第1の側面による無線装置は、異なる周波数帯域の信号に対応した周波数変換を行い、無線通信を実現する無線装置において、第1周波数を有する第1信号を生成する第1信号生成部と、帰還信号が入力される第2分周器と、該第2分周器の出力信号の位相と所定の周波数を有する第2基準入力信号の位相とを比較する第2位相比較器と、該第2位相比較器の出力信号をフィルタリングする第2フィルタと、該第2フィルタの出力信号に基づいて前記第1周波数より低い
10 第2周波数を有する第2信号を生成するとともに、該第2信号を前記第2分周器に前記帰還信号として帰還する第2電圧制御発振器とを有する第2信号生成部と、前記第1信号と前記第2信号を合成し、前記第1周波数に前記第2周波数を加算した周波数を有する局部発振信号、または、前記第1周波数から前記第2周波数を減算した周波数を有する局部発振信号を生成する周波数合成部と、を有する局
15 部発振信号生成装置を含み、前記周波数合成部が生成する前記局部発振信号を前記無線通信における周波数変換に用いることを特徴とする。

また、本発明の第1の側面による局部発振信号生成方法は、異なる周波数帯域の信号に対応した周波数変換を行い無線通信を実現する無線装置における前記周波数変換に用いられる局部発振信号を生成するための局部発振信号生成方法にお
20 いて、第1周波数を有する第1信号を生成し、電圧制御発振器と、該電圧制御発振器からの帰還信号が入力される分周器と、該分周器の出力信号の位相と所定の周波数を有する基準入力信号の位相とを比較する位相比較器と、該位相比較器の出力信号をフィルタリングし、その出力信号を前記電圧制御発振器に与えるフィルタとを有するフェーズロックループにより、前記第1周波数より小さな第2周
25 波数を有する第2信号を生成し、前記第1信号と前記第2信号を合成し、前記第1周波数に前記第2周波数を加算した周波数を有する局部発振信号、または、前記第1周波数から前記第2周波数を減算した周波数を有する局部発振信号を生成する、ことを特徴とする。

本発明の第1の側面によると、第1周波数を有する第1信号が第1信号生成部

により生成され、第1周波数より小さな第2周波数を有する第2信号が第2信号生成部により生成される。これら第1信号と前記第2信号は合成され、第1周波数に第2周波数を加算した周波数を有する局部発振信号、または、第1周波数から第2周波数を減算した周波数を有する局部発振信号が生成される。

- 5 本発明の第1の側面によると、第1周波数に第2周波数を加算した周波数を有する局部発振信号、および、第1周波数から第2周波数を減算した周波数を有する局部発振信号の2種類の局部発振信号を生成することができる。これより、2つの通信帯域間で周波数を切り換えて通信を行う無線装置（たとえばデュアルバンド移動体通信端末）の2つの通信帯域の各通信周波数を他の周波数（たとえば中間周波数）に変換する局部発振信号を生成することができる。

- 10 また、第2信号の周波数は、加算により生成される局部発振信号の周波数より小さなものとすることができる。これにより、第2分周器の分周数の値を、局部発振信号を第2信号生成部によって直接生成する場合に比べて小さなものとする
15 ことができる。その結果、第2信号生成部の収束時間を従来のものより短くすることができ、この局部発振信号生成装置がデュアルバンド移動体通信端末に使用された場合に、2つの通信帯域間の切り換えを高速に行うことができる。

- 好ましくは、前記第1信号生成部により生成される第1信号の第1周波数が一定の周波数であり、前記第2信号生成部の前記第2分周器が可変の分周数を設定可能であり、前記第2信号生成部により生成される第2信号の第2周波数が前
20 記分周数に応じて可変である、ことを特徴とする。これにより、局部発振信号の周波数を変化させる場合であっても、その制御が容易となる。

- さらに好ましくは、前記第2分周器は、その分周数が正の整数値をとる整数分周器である、ことを特徴とする。これにより、第2分周器を含む装置の集積化が容易になるとともに、該装置の小型軽量化を実現できる。また、分周分周器を使用した場合のようなスペクトル純度の低下を防止できる。
25

本発明の第1の側面の一実施の態様によると、前記周波数合成部は、前記第1信号の位相をシフトし、相対的に位相が $\pi/2$ 進んだ第3信号および相対的に位相が $\pi/2$ 遅れた第4信号を生成する第1移相器と、前記第2信号の位相をシフトし、相対的に位相が $\pi/2$ 進んだ第5信号および相対的に位相が $\pi/2$ 遅れた

第6信号を生成する第2移相器と、前記第1周波数に前記第2周波数を加算した周波数を有する局部発振信号を生成する場合には、前記第5信号の正負の符号を反転し、前記第1周波数から前記第2周波数を減算した周波数を有する局部発振信号を生成する場合には、前記第5信号の正負の符号を反転しない非反転／反転器と、前記第3信号と前記非反転／反転器を経由した前記第5信号とを乗算する第1乗算器と、前記第4信号と前記第6信号とを乗算する第2乗算器と、前記第1乗算器の出力信号と前記第2乗算器の出力信号とを加算する加算器と、を備えていることを特徴とする。これにより、周波数合成部の小型化や低コスト化を図ることができるとともに、低消費電力化を図ることができる。

- 10 本発明の第2の側面による無線装置は、異なる周波数帯域の信号に対応した周波数変換を行い、無線通信を実現する無線装置において、帰還信号が入力される第1分周器と、該第1分周器の出力信号の位相と所定の周波数を有する第1基準入力信号の位相とを比較する第1位相比較器と、該第1位相比較器の出力信号をフィルタリングする第1フィルタと、該第1フィルタの出力信号に基づいて第1
- 15 周波数を有する第1信号を生成するとともに、該第1信号を前記第1分周器に前記帰還信号として帰還する第1電圧制御発振器とを有する第1信号生成部と、帰還信号が入力される第2分周器と、該第2分周器の出力信号の位相と所定の周波数を有する第2基準入力信号の位相とを比較する第2位相比較器と、該第2位相比較器の出力信号をフィルタリングする第2フィルタと、該第2フィルタの出力
- 20 信号に基づいて、前記第1周波数と異なる第2周波数を有する第2信号を生成するとともに、該第2信号を前記第2分周器に前記帰還信号として帰還する第2電圧制御発振器とを有する第2信号生成部と、前記第1信号と前記第2信号を合成し、前記第1周波数に前記第2周波数を加算した周波数を有する局部発振信号、または、前記第1周波数および前記第2周波数のうち、大きい方から小さい方を
- 25 減算した周波数を有する局部発振信号を生成する周波数合成部と、を有する局部発振信号生成装置を含み、前記周波数合成部が生成する前記局部発振信号を前記無線通信における周波数変換に用いることを特徴とする。

本発明の第2の側面による局部発振信号生成方法は、異なる周波数帯域の信号に対応した周波数変換を行い無線通信を実現する無線装置における前記周波数変

換に用いられる局部発振信号を生成するための局部発振信号生成方法において、
第1電圧制御発振器と、該第1電圧制御発振器からの帰還信号が入力される第1
分周器と、該第1分周器の出力信号の位相と所定の周波数を有する第1基準入力
信号の位相とを比較する第1位相比較器と、該第1位相比較器の出力信号をフィ
5 ルタリングし、その出力信号を前記第1電圧制御発振器に与える第1フィルタと
を有するフェーズロックループにより、第1周波数を有する第2信号を生成し、
第2電圧制御発振器と、該第2電圧制御発振器からの帰還信号が入力される第2
分周器と、該第2分周器の出力信号の位相と所定の周波数を有する第2基準入力
信号の位相とを比較する第2位相比較器と、該第2位相比較器の出力信号をフィ
10 ルタリングし、その出力信号を前記第2電圧制御発振器に与える第2フィルタと
を有するフェーズロックループにより、前記第1周波数と異なる第2周波数を有
する第2信号を生成し、前記第1信号と前記第2信号を合成し、前記第1周波数
に前記第2周波数を加算した周波数を有する局部発振信号、または、前記第1周
波数および前記第2周波数のうち、大きい方から小さい方を減算した周波数を有
15 する局部発振信号を生成する、ことを特徴とする。

本発明の第2の側面によると、前記第1の側面と同様に、第1周波数に第2周
波数を加算した周波数を有する局部発振信号、および、第1周波数および第2周
波数のうち、大きい方から小さい方を減算した周波数を有する局部発振信号の2
種類の局部発振信号を生成することができる。これより、デュアルバンド移動体
20 通信端末のような無線装置における2つの通信帯域の各通信周波数を他の周波数
(たとえば中間周波数)に変換する局部発振信号を生成することができる。

また、第1信号の周波数は、加算により生成される局部発振信号の周波数より
小さなものとすることができる。これにより、第1分周器の各分周数の値を、局
部発振信号を第1信号生成部によって直接生成する場合に比べて小さなものとす
25 ることができる。その結果、第1信号生成部の収束時間を従来のもより短くす
ることができる。この局部発振信号生成装置がデュアルバンド移動体通信端末に使用
された場合に、2つの通信帯域間の切り換えを高速に行うことができる。第2
信号についても同様のことが言える。

本発明の第3の側面による無線装置は、第1周波数帯域の信号を第3周波数帯

域の信号を用いた周波数変換により生成し、第2周波数帯域の信号を第4周波数帯域の信号を用いた周波数変換により生成することで、他の無線装置に対して該第1周波数帯域の信号または該第2周波数帯域の信号のいずれでも送信可能な無線装置において、前記第3周波数帯域と前記第4周波数帯域に挟まれる帯域に属する所定の周波数の信号を出力する第1出力部と、所定の周波数帯域の信号を出力する第2出力部と、前記第1出力部および前記第2出力部からの信号を用いて、両信号の周波数の和の周波数を有する信号、または、両信号の周波数の差の周波数を有する信号を、それぞれ前記第3周波数帯域の信号、または、前記第4周波数帯域の信号として生成し出力する生成出力部と、を備えていることを特徴とする。

本発明の第4の側面による無線装置は、第1周波数帯域の信号を第3周波数帯域の信号を用いて周波数変換し、第2周波数帯域の信号を第4周波数帯域の信号を用いて周波数変換することで、他の無線装置から該第1周波数帯域の信号または該第2周波数帯域の信号のいずれが送信されても受信処理可能な無線装置において、前記第3周波数帯域と前記第4周波数帯域に挟まれる帯域に属する所定の周波数の信号を出力する第1出力部と、所定周波数帯域の信号を出力する第2出力部と、前記第1出力部および前記第2出力部からの信号を用いて、両信号の周波数の和の周波数を有する信号、または、両信号の周波数の差の周波数を有する信号を、それぞれ前記第3周波数帯域の信号、または、前記第4周波数帯域の信号として生成し出力する生成出力部と、を備えていることを特徴とする。

図面の簡単な説明

図1は、日本における800M帯および1.5G帯に使用される周波数帯域の説明図である。

図2は、本発明の実施の形態による移動体通信端末の構成を示すブロック図である。

図3は、第1周波数 F_H 、第2周波数 F_L 、およびこれら第1周波数 F_H および第2周波数 F_L から合成される局部発振周波数の関係を示す。

図4は、本発明の実施の形態による周波数合成器の一構成例を示すブロック図

である。

図 5 は、本発明の実施の形態による周波数合成器の他の構成例を示すブロック図である。

図 6 は、800M 帯および 1.5G 帯に対応するデュアルバンド移動体通信端末を従来の技術により構成した場合の構成を示すブロック図である。

図 7 は、低域通過フィルタの構成例を示す回路図である。

図 8 は、局部発振周波数の収束の様子を示す。

図 9 は、800M 帯および 1.5G 帯に対応するデュアルバンド移動体通信端末を従来の技術により構成した場合の他の構成を示すブロック図である。

10 図 10 は、局部発振周波数の信号のスペクトラム純度の劣化の様子を示す。

発明を実施するための最良の形態

以下に、本発明の実施の形態を説明するが、これは一例であって、本発明の技術的範囲を限定するものではない。

15 本実施の形態では、日本の移動体通信を例にとり、800M 帯および 1.5G 帯の双方により通信可能なデュアルバンド移動体通信端末について説明する。

このデュアルバンド移動体通信端末の理解を助けるために、デュアルバンド移動体通信端末の具体的な説明に入る前に、日本における 800M 帯および 1.5G 帯の通信帯域について簡単に説明する。

20 図 1 は、日本における 800M 帯および 1.5G 帯に使用される周波数帯域の説明図である。

800M 帯では、基地局から移動体通信端末への下り用通信帯域（移動端末受信帯）として 810MHz から 885MHz の帯域が使用され、移動体通信端末から基地局への上り用通信帯域（移動端末送信帯）として 893MHz から 958MHz の通信帯域が使用される。下り用通信帯域および上り用通信帯域ともに、通称 A 帯（旧アナログ帯）、C 帯、および D 帯（デジタル帯）に分割されているが、これらは、本発明が属する技術の分野における通常の知識を有する者（当業者）に周知であるので、ここではその説明を省略することとする。

1.5G 帯では、下り用通信帯域として 1477MHz から 1501MHz の帯域が使用され、

上り用通信帯域として 1429MHz から 1453MHz の通信帯域が使用される。

通信時には、下り用通信帯域のある 1 つの周波数 (25KHz 間隔の周波数) を使用して受信チャンネルが設定され、上り用通信帯域のある 1 つの周波数 (25KHz 間隔の周波数) を使用して送信チャンネルが設定される。

5 また、800M 帯において、中間周波数 (I F : Intermediate Frequency) の送信信号を無線周波数 (R F : Radio Frequency) の送信信号に変換するために使用される局部発振信号 (送信ローカル信号) の局部発振周波数は 633MHz から 698MHz の帯域であり、R F の受信信号を I F の受信信号に変換するために使用される局部発振信号 (受信ローカル信号) の局部発振周波数は 633MHz から 755MHz である。

10 1.5G 帯において、送信局部発振信号の局部発振周波数と受信局部発振信号の局部発振周波数は一致し、1374MHz から 1371MHz である。

次に、本発明の実施の形態によるデュアルバンド移動体通信端末の構成について説明する。図 2 は、本発明の実施の形態によるデュアルバンド移動体通信端末の構成を示すブロック図である。このデュアルバンド移動体通信端末 (以下、単
15 に「端末」という。) は、一例として、800M 帯と 1.5G 帯との双方の帯域で通信を行うことができる。

この端末は、アンテナ 1、アンテナスイッチ 2、800M 帯用の送受信部 3、1.5G 帯用の送受信部 4、中間周波部 5、ベースバンド処理／制御部 6、およびユーザ入出力部 7 を備えている。

20 800M 帯用の送受信部 3 は、増幅器 3 1 および 3 2、乗算器 (ミクサ) 3 3 および 3 4、整数分周器 3 5、位相比較器 3 6、低域フィルタ (以下「LPF」という。) 3 7、ならびに電圧制御発振器 (以下「VCO」という。) 3 8 を備えている。1.5G 帯用の送受信部 4 は、増幅器 4 1 および 4 2、乗算器 (ミクサ) 4 3 および 4 4、整数分周器 4 5、位相比較器 4 6、LPF 4 7、ならびに VCO 4 8
25 を備えている。また、送受信部 3 および 4 は、周波数合成器 3 0 および DMUX 4 0 を共通に備えている。

ここで、VCO 3 8 および 4 8 は、端末の小型軽量化のために 1 つの集積回路 1 0 により構成されることが好ましい。

中間周波部 5 は、セレクタ (以下「SEL」という。) 5 1 および 5 6、乗算器

(ミキサ) 5 2, 129.55MHz の局部発振信号を生成する発振器 5 3, 多重分離器 (以下「DMUX」という。) 5 4, 直交変調器 5 5, 260MHz の局部発振信号を生成する発振器 5 7, ならびに 82MHz の局部発振信号を生成する発振器 5 8を備えている。

- 5 アンテナ 1 は, 800M 帯および 1.5G 帯の無線信号を送受信するものであり, たとえば, ホイップアンテナ, ダイバシティアンテナ等を含んでいる。

- アンテナスイッチ 2 は, アンテナ 1 から入力された 800M 帯の信号を送受信部 3 に, 1.5G 帯の信号を送受信部 4 に, それぞれ与えるとともに, 送受信部 3 または 4 から入力された信号を選択し, アンテナ 1 を介して送信する。アンテナスイッチ 2 のこのような切り換えの制御は, ベースバンド処理/制御部 6 により行われる。
- 10

- 送受信部 3 は, アンテナスイッチ 2 から入力された 800M 帯の RF の受信信号 (以下「RF 受信信号」という。) を IF (130MHz (固定)) の受信信号 (以下「IF 受信信号」という。) に変換し, この IF 受信信号を中間周波部 5 に与えるととも
- 15
- に, 中間周波部 5 から入力された IF (260MHz (一定)) の送信信号 (以下「IF 送信信号」という。) を 800M 帯の RF の送信信号 (以下「RF 送信信号」という。) に変換してアンテナスイッチ 2 に与える。

- 同様にして, 送受信部 4 は, 1.5G 帯の RF 受信信号を IF 受信信号 (130MHz (固定)) に変換するとともに, IF 送信信号 (62MHz (一定)) を 1.5G 帯の RF 送信
- 20
- 信号に変換してアンテナスイッチ 2 に与える。

IF 受信信号および IF 送信信号は, 一定の周波数を有するのに対し, RF 受信信号および RF 送信信号は, 前述した図 1 に示す帯域において, 設定されたチャネルに応じて変化する周波数を有する。

- 中間周波部 5 では, 800M 帯の IF 受信信号または 1.5G 帯の IF 受信信号の一方が, SEL 5 1 に選択され, 乗算器 5 2 に与えられる。乗算器 5 2 には, 発振器 5 3 により局部発振周波数 129.55MHz の信号が与えられる。これにより, IF 受信信号は 450KHz (一定) の周波数を有する信号に変換され, ベースバンド処理/制御部 6 に与えられる。SEL 5 1 の選択の制御は, ベースバンド処理/制御部 6 により行われる (制御線は図示略)。
- 25

一方、中間周波部 5 には、送信信号が、ベースバンド処理／制御部 6 から、同相信号（I 信号）および直交信号（Q 信号）の形式で入力される。これらの送信信号は、中間周波部 5 の直交変調器 5 5 に与えられる。

直交変調器 5 5 には、SEL 5 6 から、発振器 5 7 の 260MHz（一定）の局部発振信号（ローカル信号）または発振器 5 8 の 82MHz（一定）の局部発振信号が入力される。SEL 5 6 は、直交変調器 5 5 が 800M 帯の送信信号を処理する場合には、発振器 5 7 の局部発振信号を選択し、直交変調器 5 5 が 1.5G 帯の送信信号を処理する場合には、発振器 5 8 の局部発振信号を選択する。SEL 5 6 のこのような選択は、ベースバンド処理／制御部 6 により制御される（制御線は図示略）。

- 10 直交変調器 5 5 は、ベースバンド処理／制御部 6 から入力された I 信号および Q 信号を直交変調するとともに、直交変調された信号を、SEL 5 6 から入力された局部発振信号により、260MHz または 82MHz の周波数を有する I F 送信信号に変換する。この I F 送信信号は、DMUX 5 4 に与えられ、800M 帯の I F 送信信号は乗算器 3 4 に与えられ、1.5G 帯の I F 送信信号は乗算器 4 4 に与えられる。
- 15 DMUX 5 4 のこのような出力方路の選択は、ベースバンド処理／制御部 6 により制御される（制御線は図示略）。

- ベースバンド処理／制御部 6 は、中間周波部 5 から入力された信号を処理して、ユーザ入出力部 7 に出力するとともに、ユーザからユーザ入出力部 7 を介して入力された信号（音声信号、映像信号等）を処理して、中間周波部 6 に与える。
- 20 また、ベースバンド処理／制御部 6 は、前述した SEL 5 1, 5 6, DMUX 5 4, 4 0, 周波数合成器 3 0（後に詳述）等の制御を行う。

- ユーザ入出力部 7 は、スピーカ、マイク、表示装置（液晶ディスプレイ等）、カメラ等を備えている。そして、ユーザ入出力部 7 は、ベースバンド処理／制御部 6 から与えられた信号をスピーカ、表示装置等に出力するとともに、マイク、カメラ等から入力された信号をベースバンド処理／制御部 6 に与える。
- 25

送受信部 3 の整数分周器 3 5 から、位相比較器 3 6, LPF 3 7, および VCO 3 8 を介して整数分周器 3 5 に戻る信号のループは、フェーズロックループ（以下「PLL」という。）を形成する。

整数分周器 3 5 には、固定値の分周数 N 1（整数値）が設定される。この分周

数 N_1 は、整数分周器35にあらかじめ記憶されていてもよいし、この端末の立ち上げ時にベースバンド処理／制御部6により設定されてもよい。

位相比較器36には、整数分周器35の出力信号と、図示しない発振器（たとえば水晶発振器）から与えられる一定の周波数 F_1 を有する信号とが入力される。

- 5 この信号は、発振器から図示しない分周器を介して与えられてもよい。これにより、VCO38からは、一定の周波数 F_0 （以下「第1周波数」という。）を有する信号が周波数合成器30および整数分周器35に与えられる。

- 同様に、送受信部4の整数分周器45から、位相比較器46、LPF47、およびVCO48を介して整数分周器45に戻る信号のループもPLLを形成する。
- 10

整数分周器45には、800M帯のRF受信信号もしくはRF送信信号の周波数、または、1.5G帯のRF受信信号もしくはRF送信信号の周波数に対応した可変の分周数 N_2 （整数値）がベースバンド処理／制御部6により設定される（設定のための信号線は図示略）。

- 15 位相比較器46には、整数分周器45の出力信号と、図示しない発振器（たとえば水晶発振器）から与えられる一定の周波数 F_2 を有する信号とが入力される。この信号は、発振器から図示しない分周器を介して与えられてもよい。これにより、VCO48からは、RF受信信号またはRF送信信号の周波数に対応した値（周波数 F_2 おきの可変）の周波数 F_L （以下「第2周波数」という。）を有する
- 20 信号が周波数合成器30および整数分周器45に与えられる。

ここで、RF受信信号およびRF送信信号の周波数は、800M帯および1.5G帯とも、図1に示す帯域幅において通信時に割り当てられるチャネルに応じて変化（25KHz 間隔で変化）するが、以下では、説明を分かり易くするために代表値により説明する。

- 25 前述した背景技術の欄と同様に、800M帯の局部発振周波数の代表値を、送信周波数949MHzおよび受信周波数819MHzにおける局部発振周波数である689MHzとする。また、1.5G帯における局部発振周波数の代表値を、送信周波数1441MHzおよび受信周波数1489MHzにおける局部発振周波数である1359MHzとする。

これら2つの局部発振周波数間の差は、 $1359\text{MHz} - 689\text{MHz} = 670\text{MHz}$ であり、両

周波数は十分離れている。したがって、両局部発振周波数が可変であることを考慮しても、これら局部発振周波数が重なることまたは近接することはない。そこで、これら周波数の中点を定め、この中点の周波数を、VCO 38から周波数合成器に与えられる第1周波数 F_U とする。

- 5 第1周波数 $F_U = (689 + 1359) \div 2 = 1024$ [MHz] (一定値) … (1)

ただし、この値は一例であり、正確な中点である必要はなく、2つの局部発振周波数の間にある他の周波数であってもよい。

- $F_U = 1024$ MHz とするために、たとえば分周数 $N_1 = 1024$ 、 $F_1 = 1000$ KHz に設定される。この分周数 N_1 の値および周波数 F_1 の値の組み合わせも一例であり、
10 VCO 38が第1周波数 F_U を生成できる他の組み合わせであってもよい。

一方、第2周波数 F_L は、周波数合成器30において第1周波数 F_U と合成されることにより、800M帯の局部発振信号の周波数(代表値 689MHz)および1.5G帯の局部発振信号の周波数(代表値 1359MHz)を生成できる値(可変)に設定される。

- 15 周波数合成器30における周波数合成の一例として、周波数の加算または減算を用いることができる。すなわち、周波数合成器30は、第1周波数 F_U の信号に第2周波数 F_L の信号を加算することによって1.5G帯の局部発振周波数1359MHz(代表値)の信号を生成し、第1周波数 F_U の信号から第2周波数 F_L の信号を減算することによって800M帯の局部発振周波数689MHz(代表値)を生成
20 する。

このような場合に、第2周波数 F_L は、代表値として、

$$F_L = 1024 - 689 = |1024 - 1359| = 335 \text{ [MHz]} \text{ (代表値)} \quad \dots (2)$$

に設定される。この第2周波数 F_L は、UHF帯の下限の比較的低い周波数である。

- 25 位相比較器46に与えられる一定の比較周波数 F_{ref} の信号は、送受信用のチャネル間隔が25KHzであることから、25KHz間隔の局部発振周波数の信号(基準入力信号)を合成するために、25KHzに設定される。一方、整数分数器45の分周数 N_2 は、第2周波数 $F_L = 335$ MHz(代表値)を生成するために、 $N_2 = 13400$ (代表値)に設定される。この分周数 N_2 の値を1ずつ増減させることにより、25KHz

間隔の隣接チャネルの局部発振周波数が生成される。

- 図 3 は、第 1 周波数 F_H 、第 2 周波数 F_L 、およびこれら第 1 周波数 F_H および第 2 周波数 F_L から合成される局部発振周波数の関係を示している。800M 帯の局部発振周波数の変化の幅、および、1.5G 帯の局部発振周波数の変化の幅を考慮して、第 2 周波数 F_L は 269MHz から 391MHz の範囲に設定される。換言すると、分周数 N_2 は、 $10760 (=269\text{MHz} \div 25\text{KHz}) \sim 15640 (=391\text{MHz} \div 25\text{KHz})$ の間で可変に設定される。なお、図 3 に示すように、1.5G 帯における局部発振周波数の範囲は 800M 帯のそれより狭いので、1.5G 帯では、分周数 N_2 の変動範囲は 1294～13880 となる。
- 10 このような整数分周器 46 の分周数は、従来の分周数 54,360 の 4 分の 1 程度である。その結果、第 2 周波数 F_H の収束時間も従来の約 4ms の約 4 分の 1、すなわち 1ms (1000 分の 1 秒) 程度である。

- この第 2 周波数 F_L は、800M 帯の局部発振周波数および 1.5G 帯の局部発振周波数の双方を生成するために使用される。したがって、800M 帯の局部発振周波数および 1.5G 帯の局部発振周波数の収束時間は、4ms の 4 分の 1 の 1ms 程度となる。
- 15 一方、第 1 周波数 F_U は固定であるので、収束時間は考慮する必要がない（常に収束している）。

- その結果、800M 帯から 1.5G 帯への切り換え時間および 1.5G 帯から 800M 帯への切り換え時間の双方を約 1ms 以内とすることができる。したがって、実時間の切り換えを必要とする端末の要求を満足することができる。
- 20 また、本実施の形態によると、整数分周器 35 および 45 を使用するのので、図 2 に符号 21 で示す部分（すなわち整数分周器 35、位相比較器 36、および周波数 F_L の発生回路（たとえば水晶発振器（および整数分周器））からなる部分）および符号 22 で示す部分（すなわち整数分周器 45、位相比較器 46、および周波数 F_H の発生回路（たとえば水晶発振器（および整数分周器））からなる部分）を、それぞれモノリシックな集積回路（PLL 集積回路）により構成することも容易となる。その結果、端末の小型、軽量化、低消費電力化を図ることもできる。

さらに、整数分周器 35 を使用するのので、局部発振周波数の信号のスペクトラム純度の劣化も防止でき、送信特性における隣接チャネル漏洩電力の規格に、受

信特性における隣接チャネルおよび次隣接選択度、ならびに相互変調応答抑圧度に代表される耐妨害波特性の規格に、それぞれ適合することも容易となる。

次に、周波数合成器 30 の詳細な構成について説明する。周波数合成器 30 は、第 1 周波数 F_U から第 2 周波数 F_L を減算することにより、800M 帯の局部発振信号の周波数（代表値 689MHz）を生成し、第 1 周波数 F_U に第 2 周波数 F_L を加算することにより、1.5G 帯の局部発振信号の周波数（代表値 1359MHz）を生成する。

このように、これら局部発振周波数は、2つの周波数から、信号の演算処理により間接的に合成される。間接的とは、周波数源が直接局部発振周波数の源ではないことを意味する。

ここで、一般に、2つの周波数の周波数和または周波数差は、2つの周波数を乗算器で乗算することにより求められる。2つ周波数を乗算することにより、2つの周波数源である搬送波信号は抑圧され、そのエネルギーは周波数差である下側波帯と周波数和である上側波帯に等分される。そして、フィルタによって、使用しない一方の周波数が減衰され、使用する他方の周波数のみがフィルタを通過して得られる。

しかし、そのために、TEMモードの誘電体、個別のコイルやコンデンサ等の回路素子あるいは積層セラミック LC 型のフィルタを使用することは、端末の小型化や低コスト化の技術的な流れに逆行する。また、両方の側波帯のエネルギーは前述の様に等分されるので、必要な一方の側波帯のエネルギーは原理的に元の半分であり、必要としない他方の側波帯のエネルギーも原理的に元の半分である。フィルタにより、使用しない他方のエネルギーをあえて削り落とすことは、移動体通信端末の低消費電力化の技術的な流れに逆行する。

そこで、このような従来の方法ではない周波数合成を行うこととする。図 4 は、本発明の実施の形態による周波数合成器 30 の詳細な構成を示すブロック図である。

周波数合成器 30 は、 $-\pi/4$ 移相器 11 および 15、 $+\pi/4$ 移相器 12 および 16、乗算器 13 および 14、非反転／反転切り換えスイッチ 17、ならびに加算器 18 を備えている。

VCO 38（図 2 参照）から出力された第 1 周波数 F_U を有する局部発振信号

S 1 は、 $-\pi/4$ 移相器 1 1 および $+\pi/4$ 移相器 1 2 に入力される。また、V
C O 4 8 (図 2 参照) から出力された第 2 の周波数 F_L を有する局部発振信号 S
2 は、 $-\pi/4$ 移相器 1 5 および $+\pi/4$ 移相器 1 6 に入力される。

5 計算を分かり易くするために、局部発振信号 $S_1 = \cos(\omega_U t)$ とすると ($\omega_U =$
2 πF_U)、移相器 1 1 からの出力信号 $S_{11} = \cos(\omega_U t - \pi/4)$ となり、移相器
1 2 からの出力信号 $S_{12} = \cos(\omega_U t + \pi/4)$ となる。また、局部発振信号 S 2
= $\cos(\omega_L t)$ とすると ($\omega_L = 2 \pi F_L$)、移相器 1 5 からの出力信号 $S_{15} =$
 $\cos(\omega_L t - \pi/4)$ となり、移相器 1 6 からの出力信号 $S_{16} = \cos(\omega_L t + \pi/4)$ と
なる。

10 非反転/反転切り換えスイッチ 1 7 には、ベースバンド処理/制御部 6 からの
制御信号 (制御信号の信号線は図示略) に基づいて、周波数差を得る場合には、
 $-\pi/4$ 移相器 1 5 からの信号の符号が反転されず (すなわち入力信号がそのま
ま出力され)、周波数和を得る場合には、符号が反転される (すなわち入力信号の
電圧値の反転され出力される)。

15 周波数差 ($F_L - F_U$) を得る場合には反転されないので、この場合に、乗算器
1 3 は、移相器 1 1 の出力信号 $S_{11} = \cos(\omega_U t - \pi/4)$ と、移相器 1 5 の出力
信号 $S_{15} = \cos(\omega_L t - \pi/4)$ とを乗算し、乗算結果 A 1 を出力する。

$$\begin{aligned} A_1 &= (1/2) \cdot \{\cos(\omega_U t + \omega_L t - \pi/2) + \cos(\omega_U t - \omega_L t)\} \\ &= (1/2) \cdot \{\sin(\omega_U t + \omega_L t) + \cos(\omega_U t - \omega_L t)\} \quad \cdots (3) \end{aligned}$$

20 一方、乗算器 1 4 は、移相器 1 2 の出力信号 S_{12} と、移相器 1 8 の出力信号
 S_{16} を乗算し、乗算結果 A 2 を出力する。

$$\begin{aligned} A_2 &= (1/2) \cdot \{\cos(\omega_U t + \omega_L t + \pi/2) + \cos(\omega_U t - \omega_L t)\} \\ &= (1/2) \cdot \{-\sin(\omega_U t + \omega_L t) + \cos(\omega_U t - \omega_L t)\} \quad \cdots (4) \end{aligned}$$

加算器 1 8 は、乗算結果 A 1 および A 2 を加算し、加算結果 R を出力する。

25 $R = A_1 + A_2 = \cos(\omega_U - \omega_L)t = \cos 2 \pi (F_U - F_L)t \quad \cdots (5)$

この加算結果 R の周波数は、第 1 周波数 F_U と第 2 周波数 F_L との差である。

一方、周波数差 ($F_L + F_U$) を得る場合には、移相器 1 5 の出力信号 S_{15} が
反転されるので、乗算器 1 3 は、移相器 1 1 の出力信号 $S_{11} = \cos(\omega_U t - \pi/4)$
と、移相器 1 5 の出力信号 S_{15} を反転した $-S_{15} = -\cos(\omega_L t - \pi/4)$ とを

乗算し、乗算結果A 3を出力する。

$$\begin{aligned} A3 &= -(1/2) \cdot \{\cos(\omega_U t + \omega_L t - \pi/2) + \cos(\omega_U t - \omega_L t)\} \\ &= -(1/2) \cdot \{\sin(\omega_U t + \omega_L t) + \cos(\omega_U t - \omega_L t)\} \quad \cdots (6) \end{aligned}$$

一方、乗算器1 4の乗算結果は、上記乗算結果A 2と同じである。したがって、

5 加算器1 8の加算結果Rは、

$$R = A3 + A2 = -\sin(\omega_U + \omega_L)t = -\sin 2\pi(F_U + F_L)t \quad \cdots (7)$$

となり、第1周波数 F_U と第2周波数 F_L との和が得られる。

このような構成の周波数合成器3 0は、小規模の集積回路として実現することが

10 できる。周波数合成器3 0は、たとえばチップサイズパッケージ(CSP:Chip Size Package)を適用すれば数ミリメートル角の大きさの集積回路として実現できる。また、周波数合成器3 0がこの程度の規模の回路であれば、端末の中で使用されているカスタムチップやASIC(Application Specific Integrated Circuit)の中に周波数合成器3 0を取り込むことも可能である。さらに、図1に示すVCOチップ1 0に周波数合成器3 0を集積回路として内蔵することにより、

15 1つの出力で2つの帯域対応の集積回路として、従来に較べより高機能なデバイスを実現することも可能である。

具体的には、周波数合成器3 0には、4つの $\pi/4$ の移相器が設けられているが、集積回路化において、これらは容易に実現できる。なぜならば、モノリシクなマイクロウェーブ集積回路のプロセスを用いるならば、適切な長さを持つ伝送線路を設けることで位相を任意に変化させることができるからである。あるいは、分布定数なコイル、コンデンサを形成しこれらを組み合わせて位相回路を組むことも可能である。スパイラル状に集中定数なコイルを形成してもよいし、適切な面積を形成して集中定数なコンデンサを形成してもよい。遅延線を使用してもよい。

25 また、乗算器1 3および1 4は、ギルバートセル(Gilbert Cell)と呼ばれる回路により構成することができる。このギルバートセルの基本回路は、数個のトランジスタと、それに付随する約1 0個の固定抵抗で構成される。したがって、このギルバートセルは、モノリシクな集積回路にすることにより、相対特性のそろったトランジスタを使用することになるので、ほぼ理想的な乗算器として機

能することも周知である。回路規模は前述のように小さいので、周波数合成器 30 を集積回路として実現することができる。

非反転／反転切り換えスイッチは、信号を 2 分岐して、一方はそのままスルーし、他方を利得 1 の反転増幅器で増幅し、制御論理によりスイッチでどちらかの
5 経路を選択すれば、容易に実現できる。あるいは、移相 π の遅延線または移相 π に相当する伝送線路を片方の経路に挿入しても容易に実現できる。

したがって、周波数合成器 30 により、端末の小型化、低コスト化、および低消費電力化を図ることができる。

なお、図 4 では、分岐された第 1 周波数 F_U の信号に対して $-\pi/4$ 移相器 1
10 1 および $+\pi/4$ 移相器 1 2 が設けられているが、これらの移相器 1 1 および 1 2 の各移相量はこのような値に限られるものでなく、分岐された 2 つの第 1 周波数 F_U の信号を相互に $\pi/2$ (90 度) 移相させる移相量であれば他の移相量であってもよい。移相器 1 5 および 1 6 の移相量についても同様である。

また、図 5 に示すように、一方の信号のみを $\pi/2$ 移相させる $\pi/2$ 移相器 1
15 9 および 20 を設けることもできる。

以上、800MHz 帯および 1.5GHz 帯に対応する端末について説明したが、他の帯域に対応する端末にも本発明を適用することができる。たとえば、北米における 800M 帯および 1.9G 帯に対応する端末、あるいは、欧州における 900M 帯および 1.8G 帯に対応する端末にも本発明を適用することができる。

20 また、第 1 周波数を固定とし、第 2 周波数を可変としたが、双方を可変とすることもできるし、第 1 周波数を可変とし、第 2 周波数を固定とすることもできる。

なお、第 1 周波数を固定とする場合には、第 1 周波数を有する第 1 信号は、PLL ではなく、たとえば水晶発振器（および分周器）により構成されてもよい。

25 産業上の利用の可能性

本発明は、信号の周波数変換に用いられる局部発振信号を生成する局部発振信号生成装置および局部発振信号生成方法に関し、特に 2 種類の周波数を有する局部発振信号を生成する局部発振信号生成装置および局部発振信号生成方法に関する。このような局部発振信号生成装置および局部発振信号生成方法は、2 つの帯

域に対応可能なデュアルバンド移動体通信端末に利用することができる。

本発明によると、局部発振信号の収束時間を短くすることができ、本発明がデュアルバンド移動体通信端末に利用された場合に、2つの帯域間を実時間で切り換えて通信することが可能となる。

請求の範囲

1. 異なる周波数帯域の信号に対応した周波数変換を行い、無線通信を実現する無線装置において、
 - 5 第1周波数を有する第1信号を生成する第1信号生成部と、
帰還信号が入力される第2分周器と、該第2分周器の出力信号の位相と所定の周波数を有する第2基準入力信号の位相とを比較する第2位相比較器と、該第2位相比較器の出力信号をフィルタリングする第2フィルタと、該第2フィルタの出力信号に基づいて前記第1周波数より低い第2周波数を有する第2信号を生成するとともに、該第2信号を前記第2分周器に前記帰還信号として帰還する第2電圧制御発振器とを有する第2信号生成部と、
前記第1信号と前記第2信号を合成し、前記第1周波数に前記第2周波数を加算した周波数を有する局部発振信号、または、前記第1周波数から前記第2周波数を減算した周波数を有する局部発振信号を生成する周波数合成部と、
15 有する局部発振信号生成装置を含み、
前記周波数合成部が生成する前記局部発振信号を前記無線通信における周波数変換に用いることを特徴とする無線装置。
2. 請求の範囲第1項において、
 - 20 前記第1信号生成部により生成される第1信号の第1周波数が一定の周波数であり、前記第2信号生成部の前記第2分周器が可変の分周数を設定可能であり、前記第2信号生成部により生成される第2信号の第2周波数が前記分周数に応じて可変である、ことを特徴とする無線装置。
- 25 3. 請求の範囲第1項または第2項において、
前記第2分周器は、その分周数が正の整数値をとる整数分周器である、ことを特徴とする無線装置。
4. 請求の範囲第1項から第3項のいずれか1項において、

前記第 2 信号生成部のうち、少なくとも前記第 2 分周器および前記第 2 位相比較器が 1 つの集積回路により構成される、ことを特徴とする無線装置。

5. 請求の範囲第 1 項から第 4 項のいずれか 1 項において、

5 前記第 1 信号生成部が、

帰還信号が入力される第 1 分周器と、

該第 1 分周器の出力信号の位相と所定の周波数を有する第 1 基準入力信号の位相とを比較する第 1 位相比較器と、

該第 1 位相比較器の出力信号をフィルタリングする第 1 フィルタと、

10 該第 1 フィルタの出力信号に基づいて前記第 1 周波数を有する第 1 信号を生成するとともに、該第 1 信号を前記第 1 分周器に前記帰還信号として帰還する第 1 電圧制御発振器を有する、

ことを特徴とする無線装置。

15 6. 請求の範囲第 5 項において、

前記第 1 電圧制御発振器および前記第 2 電圧制御発振器が 1 つの集積回路により構成される、ことを特徴とする無線装置。

7. 請求の範囲第 5 項または第 6 項において、

20 前記第 1 分周器は、その分周数が正の整数値をとる整数分周器である、ことを特徴とする無線装置。

8. 請求の範囲第 5 項から第 7 項のいずれか 1 項において、

前記第 1 信号生成部のうち、少なくとも前記第 1 分周器および前記第 1 位相比較器が 1 つの集積回路により構成される、ことを特徴とする無線装置。

25

9. 請求の範囲第 1 項から第 8 項のいずれか 1 項において、

前記周波数合成部は、

前記第 1 信号の位相をシフトし、相対的に位相が $\pi/2$ 進んだ第 3 信号およ

- び相対的に位相が $\pi/2$ 遅れた第 4 信号を生成する第 1 移相器と、
前記第 2 信号の位相をシフトし、相対的に位相が $\pi/2$ 進んだ第 5 信号および相対的に位相が $\pi/2$ 遅れた第 6 信号を生成する第 2 移相器と、
前記第 1 周波数に前記第 2 周波数を加算した周波数を有する局部発振信号を生成する場合には、前記第 5 信号の正負の符号を反転し、前記第 1 周波数から前記第 2 周波数を減算した周波数を有する局部発振信号を生成する場合には、前記第 5 信号の正負の符号を反転しない非反転／反転器と、
前記第 3 信号と前記非反転／反転器を経由した前記第 5 信号とを乗算する第 1 乗算器と、
前記第 4 信号と前記第 6 信号とを乗算する第 2 乗算器と、
前記第 1 乗算器の出力信号と前記第 2 乗算器の出力信号とを加算する加算器と、
を備えていることを特徴とする無線装置。
- 15 10. 請求の範囲第 9 項において、
前記第 1 移相器は、前記第 1 信号の位相を $\pi/4$ 進めて前記第 3 信号を生成する移相器と、前記第 1 信号の位相を $\pi/4$ 遅らせて前記第 4 信号を生成する移相器とにより構成される、ことを特徴とする無線装置。
- 20 11. 請求の範囲第 9 項または第 10 項において、
前記第 2 移相器は、前記第 2 信号の位相を $\pi/4$ 進めて前記第 5 信号を生成する移相器と、前記第 2 信号の位相を $\pi/4$ 遅らせて前記第 6 信号を生成する移相器とにより構成される、ことを特徴とする無線装置。
- 25 12. 請求の範囲第 9 項において、
前記第 1 移相器は、前記第 1 信号の位相を $\pi/2$ 進めて前記第 3 信号を生成する移相器を備え、前記第 1 信号の位相をシフトさせることなく前記第 4 信号を生成する、ことを特徴とする無線装置。

1 3. 請求の範囲第 9 項または第 1 2 項において、

前記第 2 移相器は、前記第 2 信号の位相を $\pi/2$ 進めて前記第 5 信号を生成する移相器を備え、前記第 2 信号の位相をシフトさせることなく前記第 6 信号を生成する、ことを特徴とする無線装置。

5

1 4. 請求の範囲第 1 項から第 1 3 項のいずれか 1 項において、

前記第 2 信号生成部により生成される前記第 2 信号の収束時間が 1000 分の 1 秒以内である、ことを特徴とする無線装置。

10 1 5. 異なる周波数帯域の信号に対応した周波数変換を行い、無線通信を実現する無線装置において、

帰還信号が入力される第 1 分周器と、該第 1 分周器の出力信号の位相と所定の周波数を有する第 1 基準入力信号の位相とを比較する第 1 位相比較器と、該第 1 位相比較器の出力信号をフィルタリングする第 1 フィルタと、該第 1 フィルタの出力信号に基づいて第 1 周波数を有する第 1 信号を生成するとともに、
15 該第 1 信号を前記第 1 分周器に前記帰還信号として帰還する第 1 電圧制御発振器とを有する第 1 信号生成部と、

帰還信号が入力される第 2 分周器と、該第 2 分周器の出力信号の位相と所定の周波数を有する第 2 基準入力信号の位相とを比較する第 2 位相比較器と、該第 2 位相比較器の出力信号をフィルタリングする第 2 フィルタと、該第 2 フィルタの出力信号に基づいて、前記第 1 周波数と異なる第 2 周波数を有する第 2 信号を生成するとともに、該第 2 信号を前記第 2 分周器に前記帰還信号として
20 帰還する第 2 電圧制御発振器とを有する第 2 信号生成部と、

前記第 1 信号と前記第 2 信号を合成し、前記第 1 周波数に前記第 2 周波数を加算した周波数を有する局部発振信号、または、前記第 1 周波数および前記第 2 周波数のうち、大きい方から小さい方を減算した周波数を有する局部発振信号を生成する周波数合成部と、
25

を有する局部発振信号生成装置を含み、

前記周波数合成部が生成する前記局部発振信号を前記無線通信における周波

数変換に用いることを特徴とする無線装置。

- 1 6. 異なる周波数帯域の信号に対応した周波数変換を行い無線通信を実現する無線装置における前記周波数変換に用いられる局部発振信号を生成するための
- 5 局部発振信号生成方法において、
- 第1周波数を有する第1信号を生成し、
- 電圧制御発振器と、該電圧制御発振器からの帰還信号が入力される分周器と、該分周器の出力信号の位相と所定の周波数を有する基準入力信号の位相とを比較する位相比較器と、該位相比較器の出力信号をフィルタリングし、その出力
- 10 信号を前記電圧制御発振器に与えるフィルタとを有するフェーズロックループにより、前記第1周波数より小さな第2周波数を有する第2信号を生成し、
- 前記第1信号と前記第2信号を合成し、前記第1周波数に前記第2周波数を加算した周波数を有する局部発振信号、または、前記第1周波数から前記第2周波数を減算した周波数を有する局部発振信号を生成する、
- 15 ことを特徴とする局部発振信号生成方法。

- 1 7. 異なる周波数帯域の信号に対応した周波数変換を行い無線通信を実現する無線装置における前記周波数変換に用いられる局部発振信号を生成するための局部発振信号生成方法において、
- 20 第1電圧制御発振器と、該第1電圧制御発振器からの帰還信号が入力される第1分周器と、該第1分周器の出力信号の位相と所定の周波数を有する第1基準入力信号の位相とを比較する第1位相比較器と、該第1位相比較器の出力信号をフィルタリングし、その出力信号を前記第1電圧制御発振器に与える第1
- 25 フィルタとを有するフェーズロックループにより、第1周波数を有する第2信号を生成し、
- 第2電圧制御発振器と、該第2電圧制御発振器からの帰還信号が入力される第2分周器と、該第2分周器の出力信号の位相と所定の周波数を有する第2基準入力信号の位相とを比較する第2位相比較器と、該第2位相比較器の出力信号をフィルタリングし、その出力信号を前記第2電圧制御発振器に与える第2

フィルタとを有するフェーズロックループにより、前記第 1 周波数と異なる第 2 周波数を有する第 2 信号を生成し、

- 5 前記第 1 信号と前記第 2 信号を合成し、前記第 1 周波数に前記第 2 周波数を加算した周波数を有する局部発振信号、または、前記第 1 周波数および前記第 2 周波数のうち、大きい方から小さい方を減算した周波数を有する局部発振信号を生成する、

ことを特徴とする局部発振信号生成方法。

- 10 1 8. 第 1 周波数帯域の信号を第 3 周波数帯域の信号を用いた周波数変換により生成し、第 2 周波数帯域の信号を第 4 周波数帯域の信号を用いた周波数変換により生成することで、他の無線装置に対して該第 1 周波数帯域の信号または該第 2 周波数帯域の信号のいずれでも送信可能な無線装置において、

前記第 3 周波数帯域と前記第 4 周波数帯域に挟まれる帯域に属する所定の周波数の信号を出力する第 1 出力部と、

- 15 所定の周波数帯域の信号を出力する第 2 出力部と、

前記第 1 出力部および前記第 2 出力部からの信号を用いて、両信号の周波数の和の周波数を有する信号、または、両信号の周波数の差の周波数を有する信号を、それぞれ前記第 3 周波数帯域の信号、または、前記第 4 周波数帯域の信号として生成し出力する生成出力部と、

- 20 を備えていることを特徴とする無線装置。

- 25 1 9. 第 1 周波数帯域の信号を第 3 周波数帯域の信号を用いて周波数変換し、第 2 周波数帯域の信号を第 4 周波数帯域の信号を用いて周波数変換することで、他の無線装置から該第 1 周波数帯域の信号または該第 2 周波数帯域の信号のいずれが送信されても受信処理可能な無線装置において、

前記第 3 周波数帯域と前記第 4 周波数帯域に挟まれる帯域に属する所定の周波数の信号を出力する第 1 出力部と、

所定周波数帯域の信号を出力する第 2 出力部と、

前記第 1 出力部および前記第 2 出力部からの信号を用いて、両信号の周波数

の和の周波数を有する信号，または，両信号の周波数の差の周波数を有する信号を，それぞれ前記第 3 周波数帯域の信号，または，前記第 4 周波数帯域の信号として生成し出力する生成出力部と，
を備えていることを特徴とする無線装置。

図 1

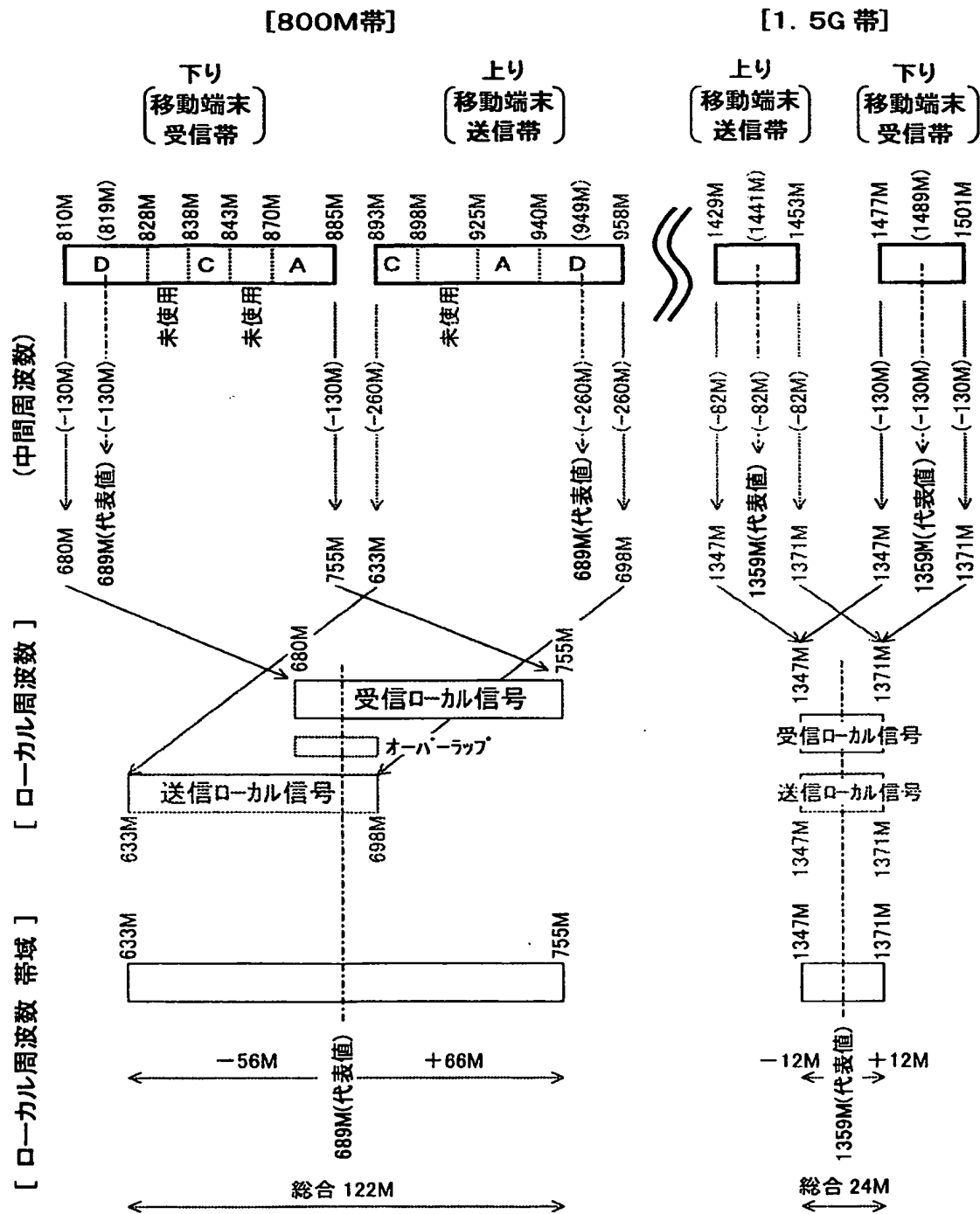


図2

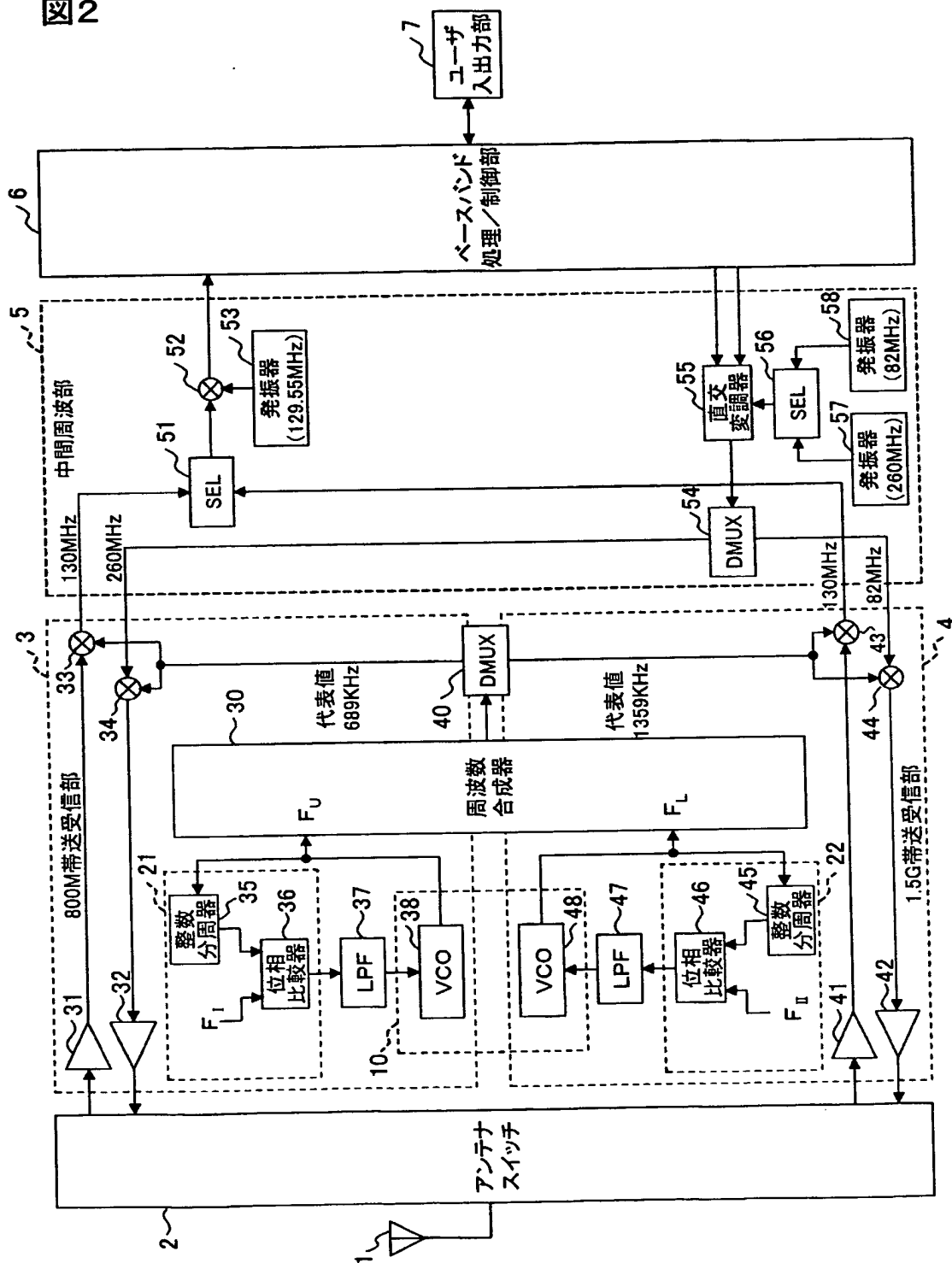


図3

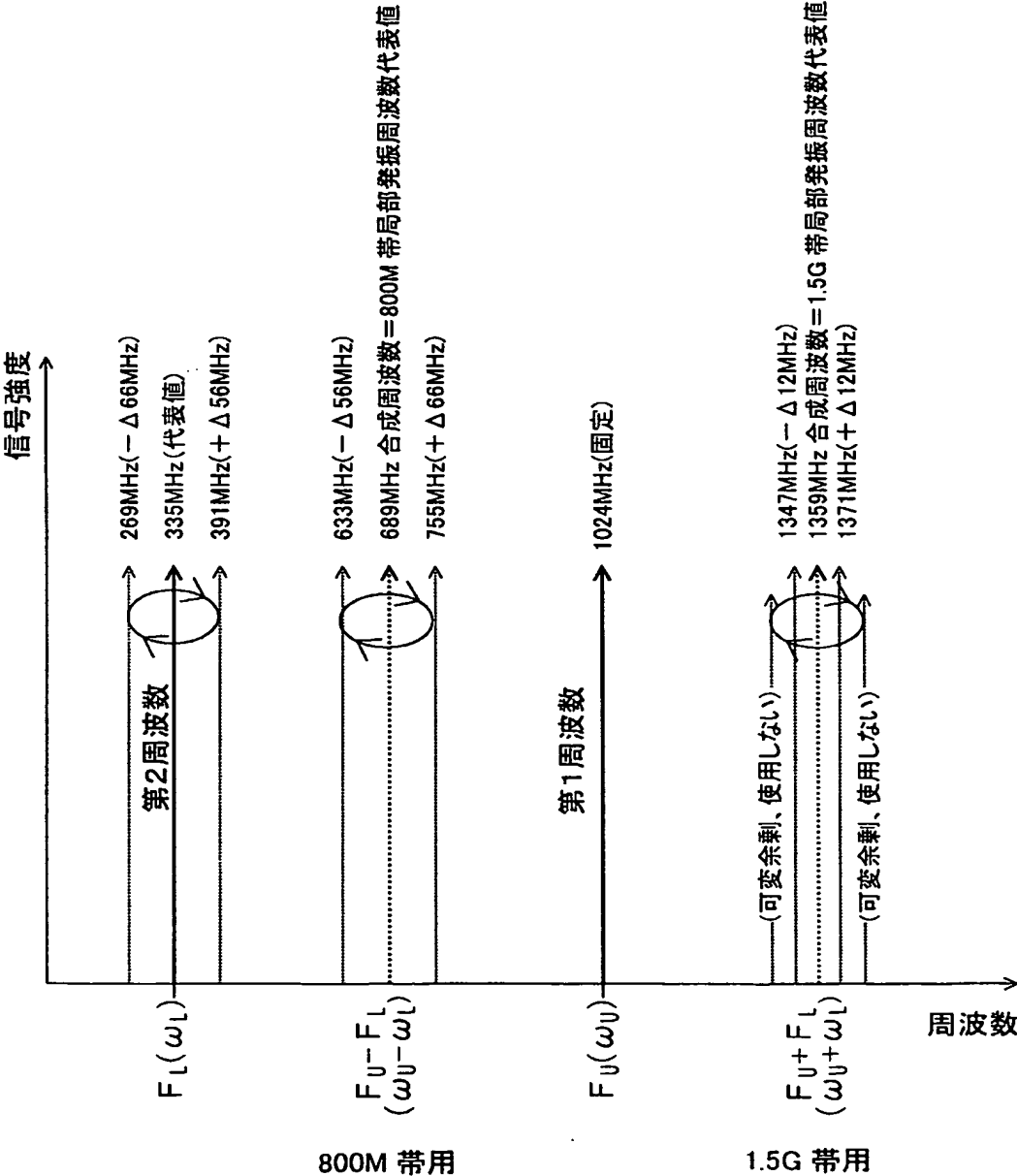


図4

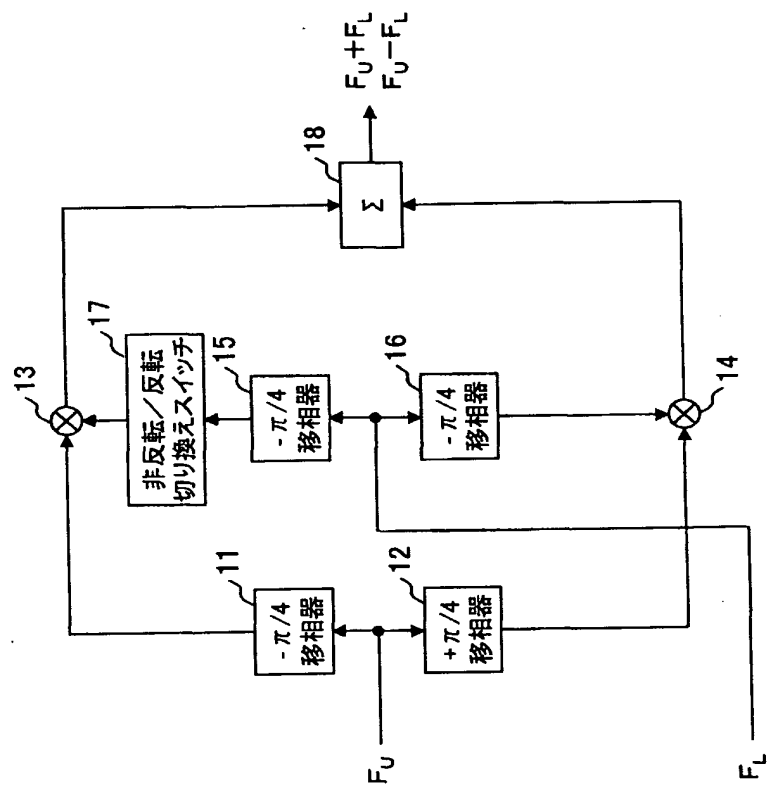


図5

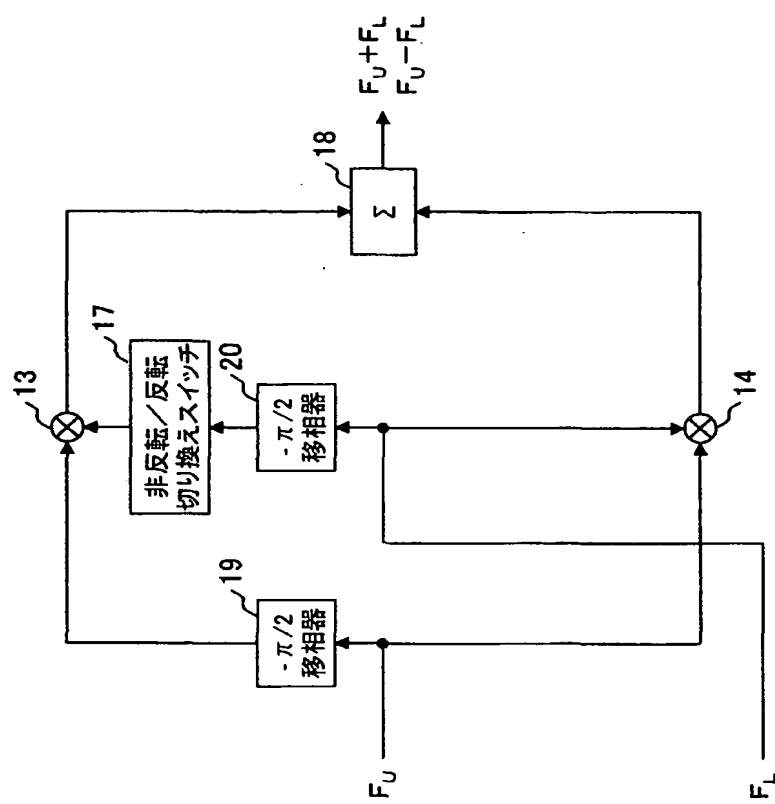


図6

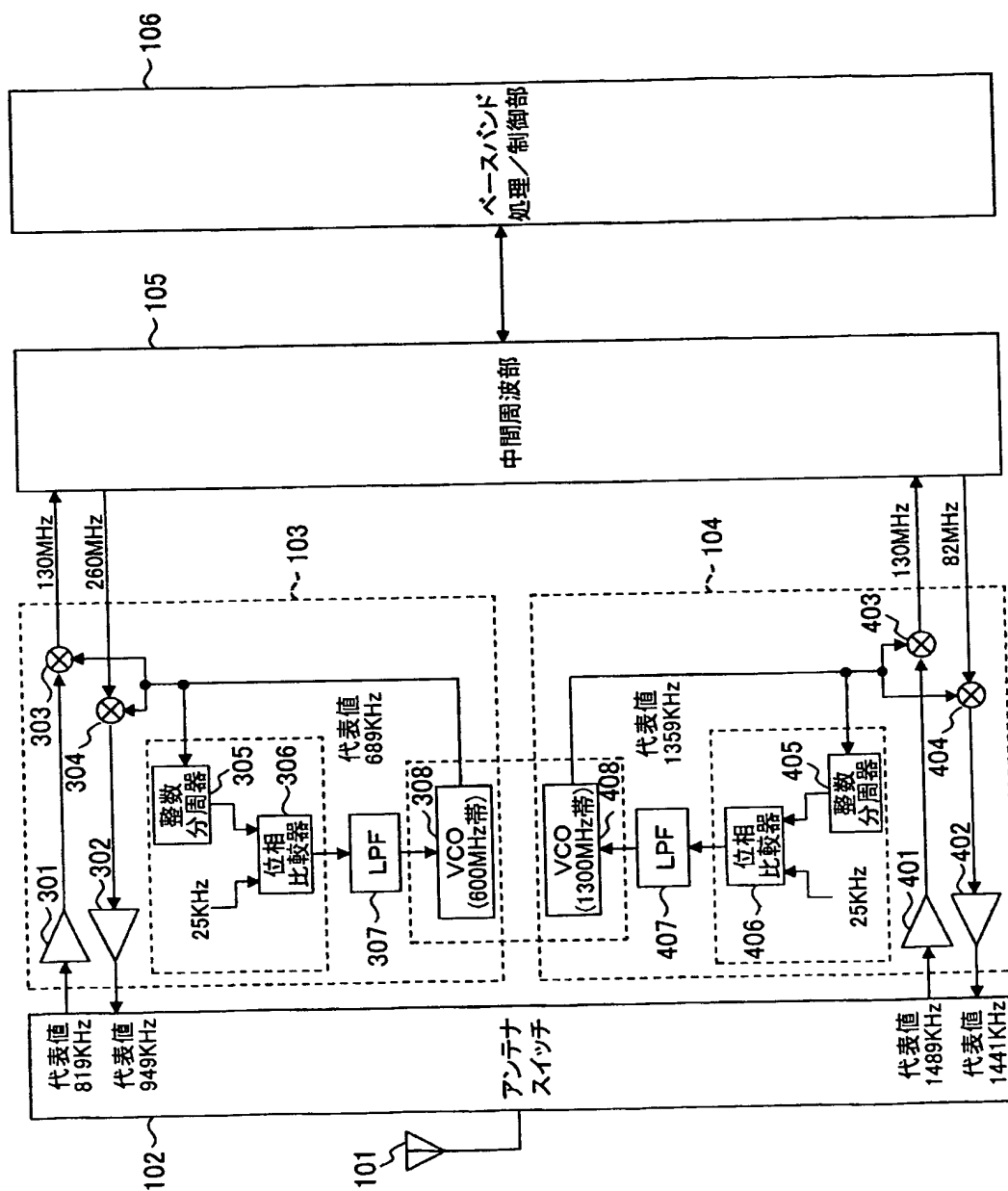
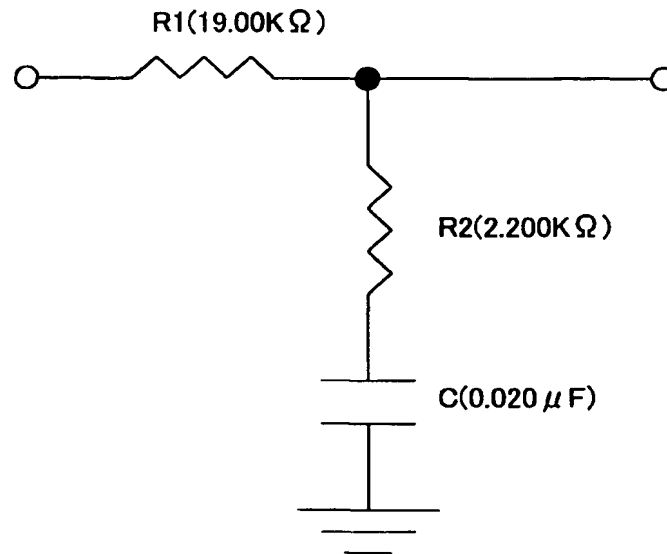


図7



1.5G 帯の設定例:

$$\text{ローパスフィルタ時定数 } \tau_1 = C \cdot R_1 = 0.020 \mu \cdot 19.00K = 380.0 \mu [s]$$

$$\text{ローパスフィルタ時定数 } \tau_2 = C \cdot R_2 = 0.020 \mu \cdot 2.200K = 44.00 \mu [s]$$

$$\text{分周数 } N = 1,359M[Hz] / 25K[Hz] = 54,360$$

$$\text{ダンピング定数 } \zeta = 0.6$$

$$\text{位相比較器利得 } K_p = 3[V] / (4\pi) = 2.355 [V/rad]$$

$$\therefore \text{制御電圧 } 0 \sim 3[V]、\text{位相比較範囲 } -2\pi \sim +2\pi = 4\pi$$

$$\text{電圧制御発振器制御感度 } K_v = 8M [Hz/V] \cong 50.24M [rad/s/V]$$

(使用する電圧制御発振器による)

$$\therefore \text{ループ利得 } K = (K_p \cdot K_v) / N = (2.355 \cdot 50.24M) / 54,360 \\ = 2.177 [s^{-1}]$$

[計算結果]

$$\text{自然角周波数 } \omega_n = \{K / (\tau_1 + \tau_2)\}^{1/2} = 2.266K [rad/s]$$

$$\text{自然周波数 } F_n = 2.266K / (2\pi) = 360.8 [Hz]$$

$$\therefore \text{位相帰還ループの自然振動周期} = 1 / F_n = 2.772m[s]$$

図8

ダンピング定数 $\zeta = 0.6$ の場合の過渡応答の一例

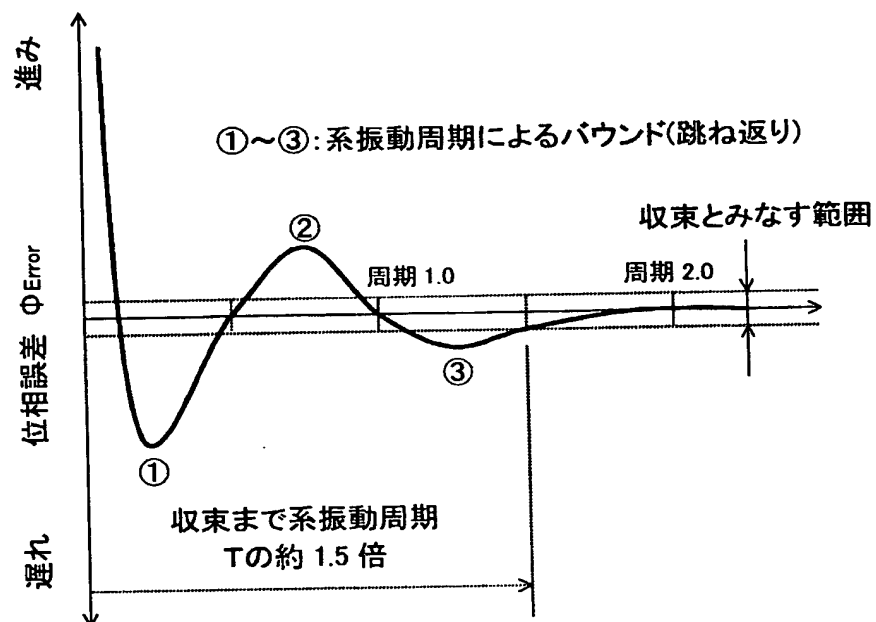


図9

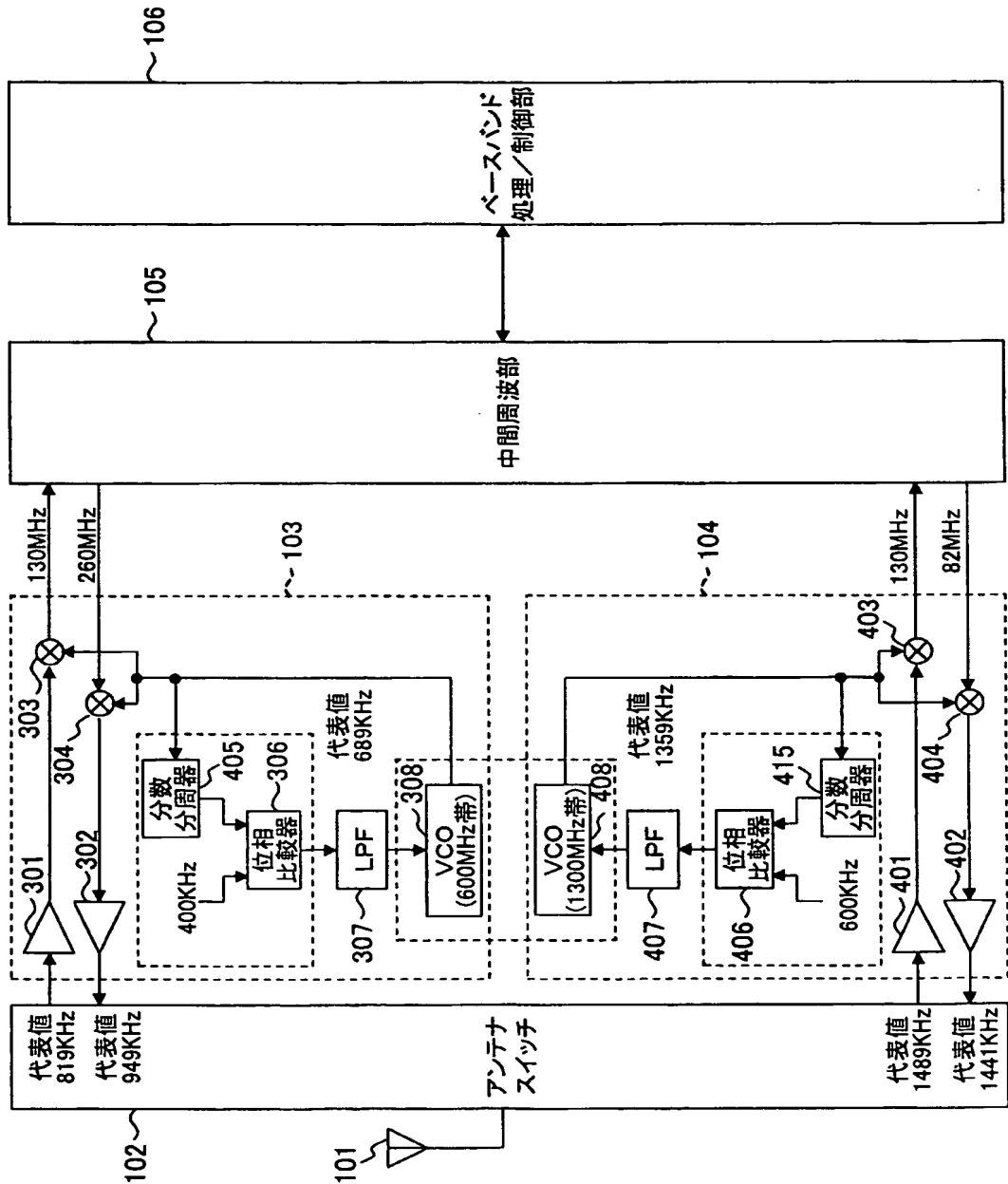
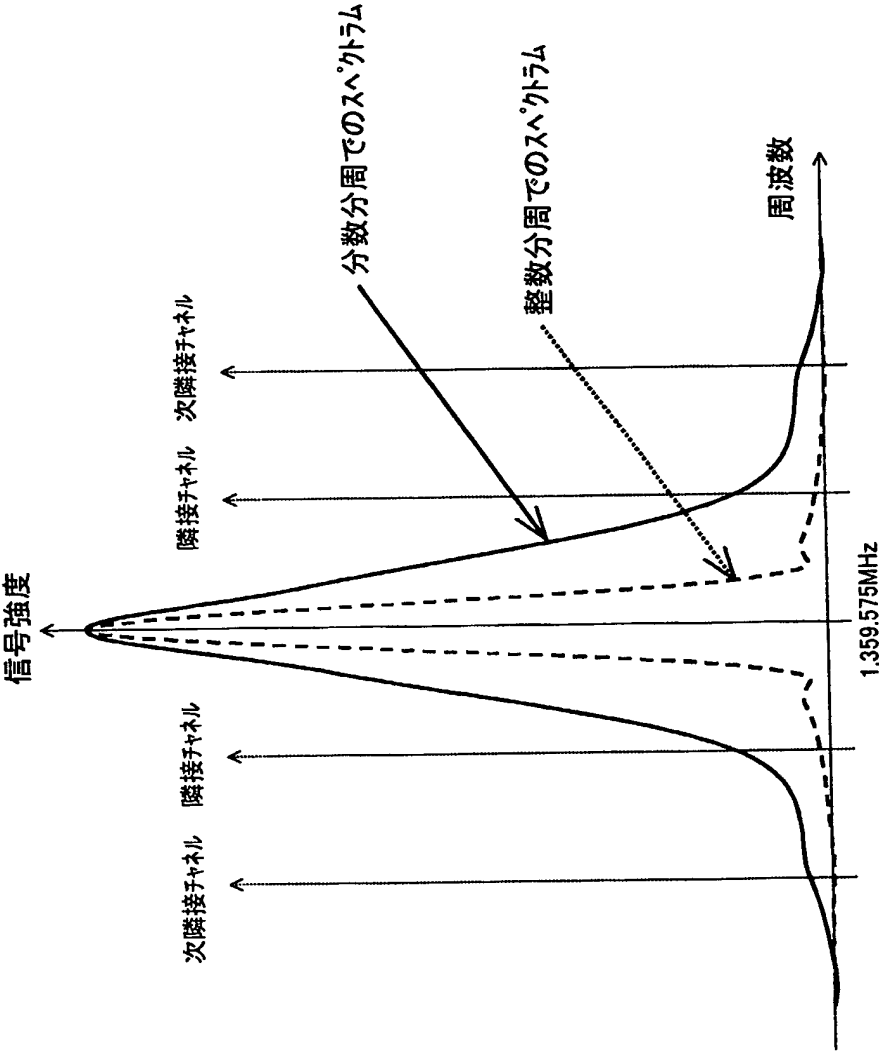


図10



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP01/08729

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H04B 1/40, H04B 1/26, H04B 1/04, H03L 7/18

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H04B 1/40, H04B 1/26, H04B 1/04, H03L 7/06-7/23

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2001
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2001	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2001

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 08-223073 A (Fujitsu, Limited), 30 August, 1996 (30.08.96), page 5, left column, line 47 to page 8, left column, line 21; Figs. 1 to 9 (Family: none)	1-19
Y	JP 2000-124739 A (Kyocera Corporation), 28 April, 2000 (28.04.00), page 5, right column, line 12 to page 6, right column, line 27; Figs. 1 to 2 (Family: none)	1-19

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
14 December, 2001 (14.12.01)Date of mailing of the international search report
25 December, 2001 (25.12.01)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl. H04B 1/40, H04B 1/26, H04B 1/04, H03L 7/18

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl. H04B 1/40, H04B 1/26, H04B 1/04,
H03L 7/06-7/23

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2001年
日本国登録実用新案公報	1994-2001年
日本国実用新案登録公報	1996-2001年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 08-223073 A (富士通株式会社), 30. 8月. 1996 (30. 8. 96), 第5頁左欄第47行-第8頁左欄第 21行, 第1図-第9図, (ファミリーなし)	1-19
Y	JP 2000-124739 A (京セラ株式会社), 28. 4 月. 2000 (28. 4. 00), 第5頁右欄第12行-第6頁右 欄第27行, 第1図-第2図, (ファミリーなし)	1-19

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

14. 12. 01

国際調査報告の発送日

25.12.01

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)
郵便番号100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

甲斐 哲雄



5J 9750

電話番号 03-3581-1101 内線 3575